

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-337172

(43)Date of publication of application : 24.12.1996

(51)Int.Cl.

B62D 5/04

(21)Application number : 07-167867

(71)Applicant : NIPPON SEIKO KK

(22)Date of filing : 12.06.1995

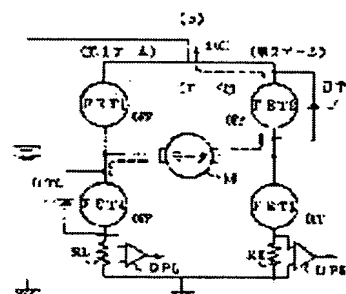
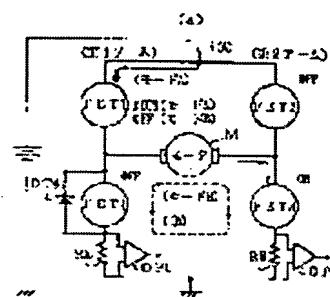
(72)Inventor : ENDO SHUJI
KOBAYASHI HIDEYUKI
ITAKURA HIROSUKE

(54) CONTROL DEVICE OF ELECTRIC POWER STEERING DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a driving means to suppress generation of the oscillating current when a handle is returned in a motor control circuit of an electric power steering device using an H-bridge circuit.

CONSTITUTION: An FET 1 is driven at the duty ratio D1, and an FET 3 is driven at the duty ratio D2 larger (longer in terms of time) than the duty ratio D1 of the FET 1, and when the motor current is in the balanced condition, the motor current I is expressed by an expression including the duty ratios D1, D2 $I = V_b / R \{ 1 - (KT\omega_{ret} / \gamma V_b) \cdot D_1 + KT / R (\omega_{ret} - \omega) \}$, where D2 is defined by the primary function of D1, i.e., $D_2 = a \cdot D_1 + b$ (a, b: constants), and a, b are determined based on the driving condition. The relationship of the duty ratio D to the motor current I has no discontinuous part even in the region in which the motor angular velocity ω is smaller than the motor angular velocity ω_{ret} when the handle is returned, and generation of the oscillating current (noise) can be suppressed.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.01.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3562040

[Date of registration] 11.06.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-337172

(43)公開日 平成8年(1996)12月24日

(51)Int.Cl.⁶

B 6 2 D 5/04

識別記号

庁内整理番号

F I

B 6 2 D 5/04

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 2 F D (全 10 頁)

(21)出願番号 特願平7-167867

(22)出願日 平成7年(1995)6月12日

(71)出願人 000004204

日本精工株式会社

東京都品川区大崎1丁目6番3号

(72)発明者 遠藤 修司

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

(72)発明者 小林 秀行

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

(72)発明者 板倉 裕輔

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

(74)代理人 弁理士 貞重 和生

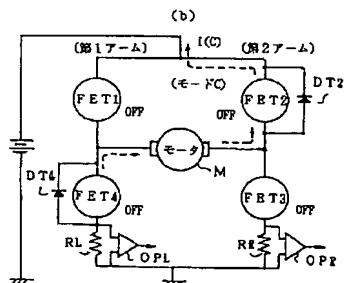
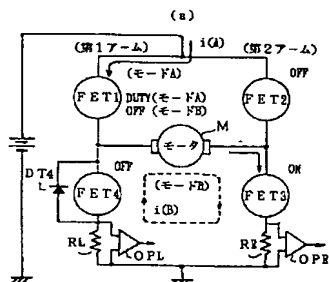
(54)【発明の名称】 電動パワーステアリング装置の制御装置

(57)【要約】

【目的】 Hブリッジ回路を使用した電動パワーステアリング装置のモータ制御回路で、ハンドル戻り時の振動電流の発生を押さえる駆動手段を提供する。

【構成】 FET1をデューティ比D1で駆動し、FET3をFET1のデューティ比D1よりも大きい(時間的に長い)デューティ比D2で駆動して、モータ電流が平衡状態になると、モータ電流Iはデューティ比D1、D2を含む式で表わされる。D2をD1の一次の関数 $D2 = a \cdot D1 + b$ (a、bは定数)で定義し、駆動条件に基づいてa、bを決定すると、モータ電流Iは以下の式で表され、モータ電流Iに対するデューティ比D1の関係はモータ角速度 ω がハンドル戻り時のモータ角速度 ω_{ret} よりも小さい領域においても不連続部分がなくなり、振動電流(ノイズ)の発生を押さえることができる。

$$I = V_b / R \{1 - (K_r \omega_{ret} / \gamma V_b)\} \cdot D1 + K_r / R (\omega_{ret} - \omega)。$$



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値と検出されたモータ電流値から演算した電流制御値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御するフィードバック制御手段を備えた電動パワーステアリング装置の制御装置において、半導体素子4個をHブリッジに接続して構成したブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続したモータ駆動回路と、

前記モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で定義される第2のデューティ比のPWM信号で駆動する駆動制御手段とを備えたことを特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置。

【請求項2】 前記フィードバック制御手段にフィードバックされるモータ電流の検出値は、前記第2のデューティ比で補正されることを特徴とする請求項1記載の電動パワーステアリング装置の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、電動パワーステアリング装置の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】車両用の電動パワーステアリング装置には、操向ハンドルの操作によりステアリングシャフトに発生する操舵トルクその他を検出し、その検出信号に基づいてモータの制御目標値である操舵補助指令値を演算し、電流フィードバック制御回路において、前記した制御目標値である操舵補助指令値とモータ電流の検出値との差を電流制御値として求め、電流制御値によりモータを駆動して操向ハンドルの操舵力を補助するものがある。

【0003】このような電動式パワーステアリング装置では、図7に示すように、4個の電界効果型トランジスタFET1～FET4をブリッジに接続して第1及び第2の2つのアームを備えたHブリッジ回路を構成し、その入力端子間に電源Vを、出力端子間に前記モータMを接続したモータ制御回路が使用されている。

【0004】そして、前記モータ制御回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組のFETのうち、第1のアームのFET1（或いは第2のアームのFET2）を電流制御値に基づいて決定されるデューティ比DのPWM信号（パルス幅変調信号）で駆動することにより、モータ電流の大きさが制御される。

【0005】また、前記電流制御値の符号に基づいて第

2のアームのFET3をON、第1のアームのFET4をOFF（或いは第2のアームのFET3をOFF、第1のアームのFET4をON）に制御することにより、モータMの回転方向が制御される。

【0006】FET3が導通状態にあるときは、電流はFET1、モータM、FET3を経て流れ、モータMに正方向の電流が流れる。また第2のアームのFET4が導通状態にあるときは、電流はFET2、モータM、FET4を経て流れ、モータMに負方向の電流が流れる。

【0007】このモータ制御回路は、同一アーム上のFETが同時に駆動されることがないのでアームが短絡される可能性が低く、信頼性が高いため、広く利用されている（一例として特公平5-10270号公報参照）。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】図8は、モータ電流I（モータに実際に流れる電流であり、検出電流iとは異なる）とPWM信号のデューティ比Dとの関係を示すものである。即ち、操向ハンドルが操作されて操舵トルクが発生している状態では、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係は、図8において線（a）で示すように変化し、制御回路において操舵トルクの検出信号に基づいてモータの制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}が演算され、操舵補助指令値I_{ref}とフィードバックされるモータ電流の検出値Iとの差の電流制御値Eがモータ駆動回路に出力されるから、モータ駆動回路の半導体素子を制御するデューティ比Dは或る値をとり、格別の支障は生じない。

【0009】しかしながら、操向ハンドルを切つた後、セルフアラインメントトルクにより操向ハンドルが直進走行位置に戻るとき（以下、ハンドル戻り時という）は、操舵トルクが発生していない状態にあるから、モータの制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}は零となるが、モータに逆起電力が発生するため、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係は、図8において線（b）で示すように、逆起電力に相当するだけ上方に移動変化し、デューティ比Dの値が零の付近でモータ電流Iとデューティ比Dとの関係に不連続部分が生じる。

【0010】一方、フィードバック制御回路は電流制御値Eを演算しようとするが、操舵補助指令値I_{ref}に対応するデューティ比Dがないため、図8において線（c）で示すように、モータ電流Iの不連続部分にはば対応した振幅の振動電流が電流制御値Eとして出力される。

【0011】このような振動電流の発生は、雑音の発生源となるほかフィードバック制御の安定性を阻害する原因ともなるので、その対策が求められていた。この発明は上記課題を解決することを目的とするものである。

【0012】

【課題を解決するための手段】この発明は上記課題を解決するもので、少なくともステアリングシャフトに発生

する操舵トルク信号に基づいて演算された操舵補助指令値と検出されたモータ電流値から演算した電流制御値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータの出力を制御するフィードバック制御手段を備えた電動パワーステアリング装置の制御装置において、半導体素子4個をHブリッジに接続して構成したブリッジ回路の入力端子間に電源を、出力端子間に前記モータを接続したモータ駆動回路と、前記モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で決定される第2のデューティ比のPWM信号で駆動する駆動制御手段とを備えたことを特徴とするものである。

【0013】そして、前記フィードバック制御手段にフィードバックされるモータ電流の検出値は、前記第2のデューティ比で補正するとよい。

【0014】

【作用】モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で決定される第2のデューティ比のPWM信号で駆動する。これにより、ハンドル戻り時などで操舵トルクが発生していない状態のときも、デューティ比Dの値が零の付近でモータ電流Iとデューティ比Dとの関係に不連続部分が生じることがなく、電流制御値Eとして振動電流が出力されるおそれがない。

【0015】

【実施例】以下、この発明の実施例について説明する。まず、図1乃至図3により、この発明を実施するに適した電動パワーステアリング装置の概略を説明する。図1は電動パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図で、操向ハンドル1の軸2は減速ギア4、ユニバーサルジョイント5a、5b、ピニオンラック機構7を経て操向車輪のタイロッド8に結合されている。軸2には操向ハンドル1の操舵トルクを検出するトルクセンサ3が設けられており、また、操舵力を補助するモータ10がクラッチ9、減速ギア4を介して軸2に結合している。

【0016】パワーステアリング装置を制御する電子制御回路13は、バッテリー14からイグニッションキー11を経て電力が供給される。電子制御回路13は、トルクセンサ3で検出された操舵トルクと車速センサ12で検出された車速に基づいて操舵補助指令値の演算を行い、演算された操舵補助指令値に基づいてモータ10に供給する電流を制御する。

【0017】クラッチ9は電子制御回路13により制御される。クラッチ9は通常の動作状態では結合してお

り、電子制御回路13によりパワーステアリング装置の故障と判断された時、及び電源がOFFとなつている時に切離される。

【0018】図2は、電子制御回路13のブロック図である。この実施例では電子制御回路13は主としてCPUから構成されるが、ここではそのCPU内部においてプログラムで実行される機能を示してある。例えば、位相補償器21は独立したハードウェアとしての位相補償器21を示すものではなく、CPUで実行される位相補償機能を示す。

【0019】以下、電子制御回路13の機能と動作を説明する。トルクセンサ3から入力された操舵トルク信号は、位相補償器21で操舵系の安定を高めるために位相補償され、操舵補助指令値演算器22に入力される。また、車速センサ12で検出された車速も操舵補助指令値演算器22に入力される。

【0020】操舵補助指令値演算器22は、入力され位相補償された操舵トルク信号及び車速信号に基づいて所定の演算式によりモータ10に供給する電流の制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}を演算する。

【0021】比較器23、微分補償器24、比例演算器25、積分演算器26、加算器27から構成される回路は、モータ電流が操舵補助指令値I_{ref}に一致するようにフィードバック制御を行う回路である。

【0022】比較器23では、操舵補助指令値演算器22で演算された制御目標値である操舵補助指令値I_{ref}と後述するモータ電流検出回路42で検出されたモータ電流値Iが比較され、その差の信号が出力される。

【0023】比例演算器25では、操舵補助指令値I_{ref}とモータ電流値Iとの差に比例した比例値が出力される。さらに比例演算器25の出力信号はフィードバック系の特性を改善するため積分演算器26において積分され、差の積分値の比例値が出力される。

【0024】微分補償器24では、操舵補助指令値I_{ref}に対するモータ電流値Iの応答速度を高めるため、操舵補助指令値I_{ref}の微分値が出力される。

【0025】微分補償器24から出力された操舵補助指令値I_{ref}の微分値、比例演算器25から出力された操舵補助指令値I_{ref}とモータ電流値Iとの差に比例した比例値、積分演算器26から出力された積分値は加算器27において加算演算され、演算結果である電流制御値Eがモータ駆動回路41に出力される。モータに流れる電流はモータ電流検出回路42により検出される。

【0026】図3にモータ制御回路41の構成の一例を示す。モータ制御回路41は加算器27から入力された電流制御値Eに基づいてFET1～FET4のゲートを駆動するゲート駆動回路46、FET1～FET4からなるHブリッジ回路等から構成される。なお、昇圧電源47はFET1、FET2のハイサイド側を駆動する電源である。

【0027】FET1とFET2は前記した電流制御値Eに基づいて決定されるデューティ比D1のPWM信号に基づいてゲートがON/OFFされ、実際にモータに流れる電流Iの大きさが制御される。

【0028】FET3とFET4は、デューティ比D1の小さい領域では、前記したデューティ比D1のPWM信号の1次の関数式で定義されるデューティ比D2のPWM信号で駆動され、また、デューティ比D1の大きい領域では、従来の制御回路と同じくPWM信号の符号により決定されるモータの回転方向に応じてON/OFF

駆動される。この点は、この発明の特徴部分であり、後で詳細に説明する。

【0029】FET3が導通状態にあるときは、電流はFET1、モータ10、FET3、抵抗R1を経て流れ、モータ10に正方向の電流が流れる。また、FET4が導通状態にあるときは、電流はFET2、モータ10、FET4、抵抗R2を経て流れ、モータ10に負方向の電流が流れる。

【0030】モータ電流検出回路42は、抵抗R1の両端における電圧降下に基づいて正方向電流の大きさを検出し、また、抵抗R2の両端における電圧降下に基づいて負方向電流の大きさを検出する。検出されたモータ電流値Iは比較器23にフィードバックして入力される(図2参照)。

【0031】次に、この発明の特徴部分である、FET3とFET4を前記したデューティ比D1の1次の関数式で定義されるデューティ比D2のPWM信号で駆動する点について説明する。

【0032】先に、発明が解決しようとする課題において説明したように、操向ハンドルを切った後、セルフアラインメントトルクにより操向ハンドルが自動的に直進走行位置に戻るハンドル戻り時には、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係は、図8において(b)で示すように逆起電力に相当するだけ上方に移動変化する。即ち、デューティ比Dの値が零の付近でモータ電流Iとデューティ比Dとの間に不連続部分が生じ、不連続部分にはほぼ対応した振幅の振動電流が電流制御値Eとして出力され、雑音の発生源となるほか、フィードバック制御の安定性を阻害する原因ともなる。

【0033】この対策として、本発明では、前記したモータ電流Iとデューティ比Dとの間の不連続部分を連続させるように制御して課題を解決するものである。即ち、図4に示すように、ハンドル戻り時におけるモータ電流Iとデューティ比Dとの関係を示す線(b)の上

$$I = \{(D_1 + D_2 - 1) \cdot V_b / R\} - K_r \omega / R \cdots (1)$$

但し、D1はデューティ比D1、D2はデューティ比D2、Vbはバッテリー電圧、Rはモータ端子間抵抗、Krはモータの逆起電力定数、ωはモータ角速度を表す。

$$D_2 = a \cdot D_1 + b \cdots (2)$$

但し、a、bは定数。

*で、デューティ比D=γのときのモータ電流Iを示すp点と原点oと間を連続するように、モータ電流Iとデューティ比Dとの関係を制御して、課題を解決するものである。

【0034】ここで、まず、従来の駆動方法のようにFET3(又はFET4)を、PWM信号の符号により決定されるモータの回転方向に応じてON(又はOFF)に維持する制御をせず、FET1(又はFET2)と同時に、且つ異なるデューティ比で駆動した場合を検討する。

【0035】図5はFET1とFET3を、同時に、且つ異なるデューティ比で駆動した場合の動作を説明する図であり、また図6はFETの動作状態とモータ端子間電圧VM、モータ端子間電圧VMからモータ逆起電力K_rωの影響を差し引いた値Ri、及びモータ電流Iの関係を説明する図である。

【0036】今、FET1をデューティ比D1で駆動すると共に、FET3をFET1のデューティ比D1よりも大きい(即ち、時間的に長い)デューティ比D2で駆動し、FET2とFET4はOFFに維持するものとする。図6の(a)及び(b)はFET1及びFET3の時間に対するON/OFFの状態を示している。

【0037】このとき、モータ端子間電圧VMは図6の(c)のように変化する。即ち、まず、FET1及びFET3が共にON(この状態をモードAと呼ぶ)のときは、モータMの端子間にはバッテリー電圧Vbが印加される。次に、FET1がOFFでFET3がON(この状態をモードBと呼ぶ)のときはモータMの端子間電圧は零になる。さらにFET1及びFET3が共にOFF(この状態をモードCと呼ぶ)のときは、モータMの端子間には負方向のバッテリー電圧-Vbが印加される。即ち、モードCでは、FET1及びFET3が共にOFFであるため、モータMには図5(b)で示すように、抵抗R、→FET4の回生ダイオードDT4→モータM→FET2の回生ダイオードDT2→電源に至る電流回路が形成され、モータMの端子間電圧VMは負方向のバッテリー電圧-Vbとなる。

【0038】FET1とFET3を同時に、且つ異なるデューティ比で駆動してモータ電流が平衡状態になったとき、PWM信号の周期がモータの電氣的時定数に比較して十分に短い場合には、モータ電流Iは近似的に以下の式(1)により表すことができる。

【0039】

*【0040】デューティ比D2をデューティ比D1の1次の関数として表すため、以下の式(2)を定義する。

【0041】

50 【0042】定数a、bを求めるため、まず、以下の条

件を設定する。

【0043】(1) デューティ比 $D1 = \gamma$ のとき、デューティ比 $D2 = 1$ (100 %)、但し、 γ は任意の設定値

(2) デューティ比 $D1 = 0$ 、且つ $\omega = \omega_{ret}$ のとき、 $I = 0$

但し、 ω はモータ角速度、 ω_{ret} はハンドル戻り時のモータ角速度とする。

【0044】上記条件(1)は図4においてデューティ比 $D1 = \gamma$ のときの線(b)上の点pの位置を決定する条件であり、条件(2)は図4において線(b)が原点oを*

$$a = -K_r \omega_{ret} / \gamma V_b \dots \dots \dots (3)$$

$$b = 1 + K_r \omega_{ret} / V_b \dots \dots \dots (4)$$

このときのモータ電流 I は、式(1)の $D2$ に式(2) ※る。

を代入し、これに式(3)(4)で決定される定数 a 、 【0048】

b を代入して整理した以下の式(5)で表すことができ※

$$I = V_b / R \{ 1 - (K_r \omega_{ret} / \gamma V_b) \} \cdot D1 \\ + K_r / R (\omega_{ret} - \omega) \dots \dots \dots (5)$$

式(5)によれば、モータ電流 I とデューティ比 D との間の関係は、モータ角速度 ω がハンドル戻り時のモータ角速度 ω_{ret} よりも小さい領域においても不連続部分が 20 無くなる。

【0049】即ち、FET1をデューティ比 $D1$ で駆動し、これと同時にFET3をデューティ比 $D1$ とは異なるデューティ比 $D2$ で駆動することにより、モータ角速度 ω がハンドル戻り時のモータ角速度 ω_{ret} よりも小さい領域においても、モータ電流 I に対してデューティ比 $D1$ を連続して変化させることができ、本発明の課題を解決することができる。

【0050】次に、上記したFETの駆動方法を採用した場合のモータ電流の検出について図5に示す回路図を参照して説明する。まず、モードAでは、FET1及びFET3が共にONであるためモータMの端子間電圧 V_M はバッテリー電圧 V_b となる。モータ電流は図5(a)で実線で示すように、FET1→モータM→FET3→抵抗 R_r の順に流れ、抵抗 R_r の両端の電圧降下を電流検出回路42のオペアンプOP_rで検出することによりモータ電流 $i(A)$ が検出される。

【0051】モードBでは、FET1がOFF、FET3がONであるため、モータMの端子間電圧 V_M は零となる。このため、モータMに蓄えられていた磁気エネルギーが電気エネルギーに変換され、電流は図5(a)で鎖線で示すように、モータM→FET3→抵抗 R_r →抵抗 R_{\star} 40

$$I = i(A) + i(B) + i(C) \dots \dots \dots (6)$$

一方、電流検出回路42で検出される検出電流 $i(dct)$ ☆(7)のようになる。

の総和は、電流 $i(C)$ が検出されないため、以下の式 ☆ 【0055】

$$i(dct) = i(A) + i(B) \dots \dots \dots (7)$$

PWM信号の1サイクル中に検出電流 $i(dct)$ が検出される期間は、PWM信号の1サイクル中のモードAとモードBの期間で、これはデューティ比 $D2$ に相当する ◆ (図6参照)。よつて、検出電流 $i(dct)$ は以下の式(8)で表すことができる。

$$i(dct) = D2 \cdot I \dots \dots \dots (8)$$

* 通ることを決定する条件である。したがつて、上記条件を満たす定数 a 、 b を求めることにより、点pと原点oを結ぶ1次の関数を決定することができる。

【0045】なお、デューティ比 $D1$ が γ よりも大きい領域では、従来の駆動方法、即ちFET3(又はFET4)が電流方向によりON又はOFFに制御される制御方法と変わらない。

【0046】前記条件を満たす定数 a 、 b は、以下の式(3)(4)で表される。

【0047】

★_L→FET4の回生ダイオードDT4→モータMの順に電流が流れる。抵抗 R_r の両端の電圧降下を電流検出回路42のオペアンプOP_rで検出することによりモータ電流 $i(B)$ が検出される。このとき、抵抗 R_r の両端の電圧降下を検出するオペアンプOP_rはユニポーラ電源(片電源)で、逆方向に流れる電流は検出することができないため、オペアンプOP_rの検出電流値は零となる。

【0052】モードCでは、FET1及びFET3が共にOFFであるため、図5(b)で示すように、抵抗 R_r →FET4の回生ダイオードDT4→モータM→FET2の回生ダイオードDT2→電源に至る電流回路が形成され、モータMの端子間電圧 V_M は負方向のバッテリー電圧 $-V_b$ となる。このとき、モータMに蓄えられていた磁気エネルギーは電気エネルギーに変換されるから、その電流はモータMの端子間電圧 $-V_b$ に逆らう方向に電流 $i(C)$ が流れるが、抵抗 R_r の両端の電圧降下を検出する電流検出回路42のオペアンプOP_rはユニポーラ電源(片電源)で、逆方向に流れる電流は検出することができず、オペアンプOP_rの検出電流値は零となる。

【0053】このため、PWM信号の1サイクル中において、モードA、モードB、モードCの各段階を通してモータMに実際に流れるモータ電流 I は、以下の式(6)で表すことができる。

【0054】

したがって、モータMに実際に流れるモータ電流Iは、式(8)を変形して、以下の式(9)で表すことができ*

$$I = i(\text{dct}) / D2 \dots \dots \dots (9)$$

図6の(e)はモードA、モードB、モードCの各段階におけるモータ電流Iの変化の状態を示す例であり、時間の経過とともに次第に平衡状態に近づく。

【0058】次に、上記したFETの駆動方法を採用した場合のモータ角速度の推定について説明する。モータ端子間電圧VM、実際にモータに流れる電流I、及びモータ角速度ωとの間には

$$V = (Ls + R)I + K_r \omega$$

但し、L=モータのインダクタンス、R=モータの端子間抵抗

s=ラプラス演算子、Kr=モータの逆起電力定数の関係があり、モータ端子間電圧VMとモータ電流Iを知れば、モータ角速度ωを求めることができる。

【0059】従来の技術では、モータ角速度の推定に必*

$$V_M = D1 \cdot V_b + (1 - D2) \cdot (-V_b) \\ = (D1 + D2 - 1) V_b \dots \dots \dots (10)$$

式(10)を用いることにより、バッテリー電圧Vbとデューティ比D1、D2から容易にモータ端子間電圧VMを求めることができ、モータ印加電圧を検出する手段を必要としない。

【0062】以上説明したとおり、この発明では、第2のアームの半導体素子を第1のデューティ比の関数で定義される第2のデューティ比のPWM信号で駆動するものであり、実施例ではデューティ比D2をデューティ比D1の1次の関数として定義している。しかし、これに限られず、デューティ比の値が零の付近の境界領域において、モータ電流とデューティ比の関係を連続的に変化させることができる適当な関数を定義してもよい。

【0063】

【発明の効果】以上説明したとおり、この発明の電動パワーステアリング装置の制御装置は、モータ駆動回路を構成するHブリッジ回路の互いに対向する2つのアームを構成する2個1組の半導体素子のうち、第1のアームの半導体素子を前記電流制御値に基づいて決定される第1のデューティ比のPWM信号で駆動し、第2のアームの半導体素子を前記第1のデューティ比の関数で決定される第2のデューティ比のPWM信号で駆動するものである。

【0064】これにより、ハンドル戻り時などで操舵トルクが発生していない状態のときも、デューティ比の値が零の付近でモータ電流とデューティ比との間に不連続部分がなくなるので、振動電流が発生せず、雑音の発生や、フィードバック制御の安定性を阻害することがない。

【図面の簡単な説明】

【図1】電動式パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図。

＊る。

【0057】

※要なモータ端子間電圧VMは、VM= D1・Vb(但し、Vb=バッテリー電圧)から求めている。これに対し、この発明では、図6の(c)に示すように、モータ端子間電圧は、デューティ比D1で駆動されるモードAの駆動時間t(A)間に印加されるバッテリー電圧Vbと、デューティ比D2で駆動されるモードCの駆動時間t(C)に印加される負方向のバッテリー電圧(-Vb)との和になる。

【0060】図6から明らかなように、PWM信号の1サイクル中におけるモードAの比率はD1であり、モードCの比率は(1-D2)で表すことができるから、モータ端子間電圧VMは以下の式(10)で表すことができる。

【0061】

【図2】電動式パワーステアリング装置の電子制御回路のブロック図。

【図3】モータ駆動回路の構成を示す回路ブロック図。

【図4】この発明によるモータ制御回路におけるモータ電流とPWM信号のデューティ比との関係を説明する図。

【図5】FET1とFET3を、同時に、且つ異なるデューティ比で駆動した場合の動作を説明する図。

【図6】FETの動作状態、モータ端子間電圧VM、モータ電流Iなどの関係を説明する図。

【図7】従来のFET1で構成したHブリッジ回路からなるモータ駆動回路図。

【図8】従来のモータ制御回路におけるモータ電流とPWM信号のデューティ比との関係を説明する図。

【符号の説明】

3 トルクセンサ

10 モータ

11 イグニッションキー

12 車速センサ

13 電子制御回路

14 バッテリ

21 位相補償器

22 操舵補助指令値演算器

23 比較器

24 微分補償器

25 比例演算器

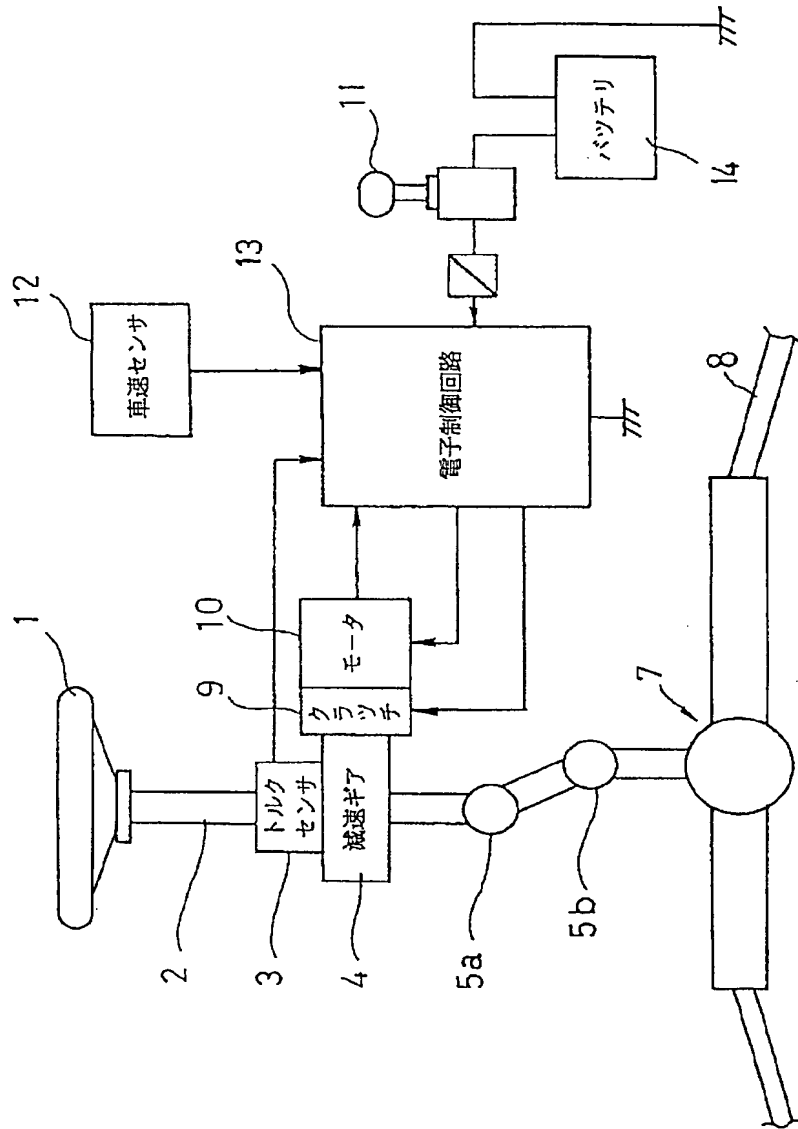
26 積分演算器

27 加算器

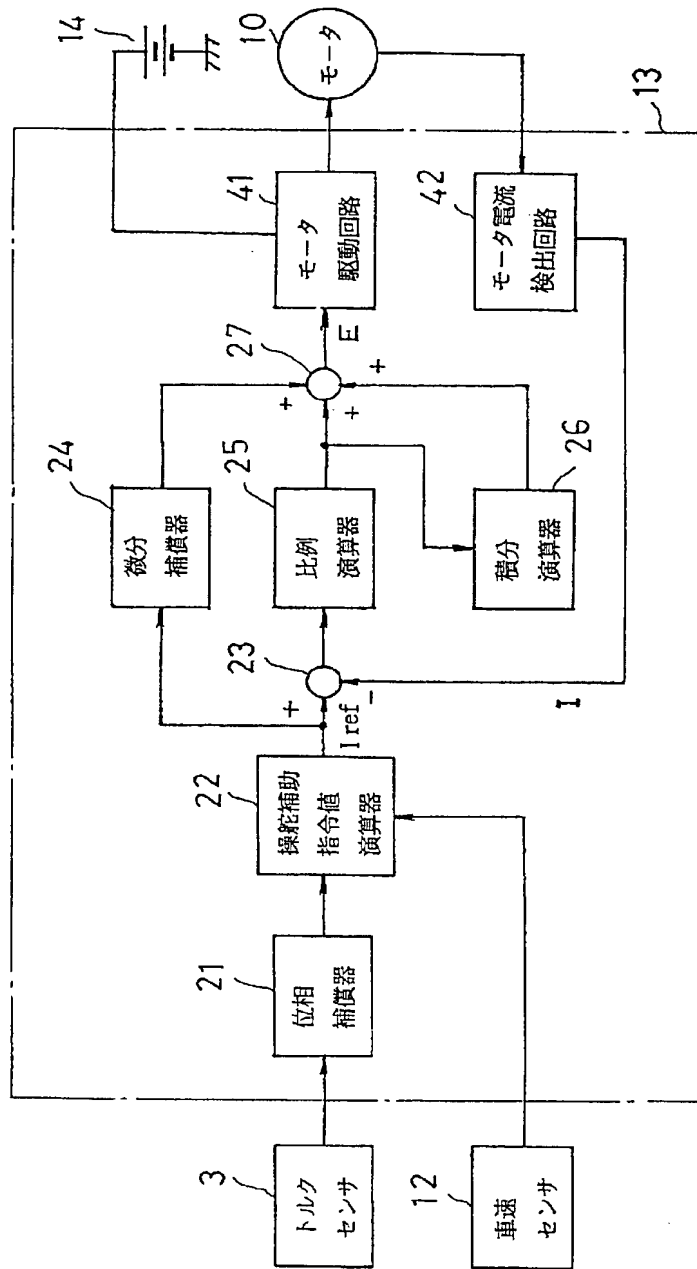
41 モータ制御回路

42 モータ電流検出回路

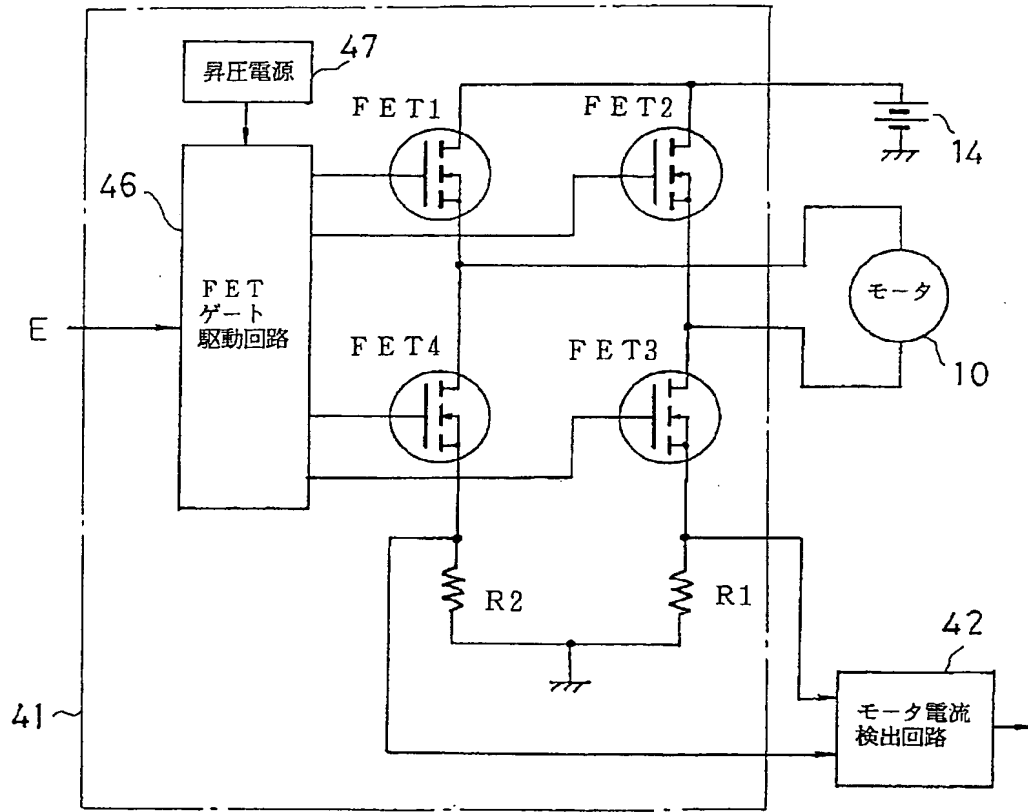
【図1】



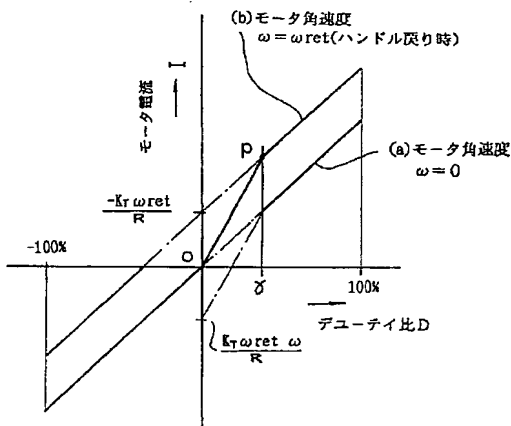
【図2】



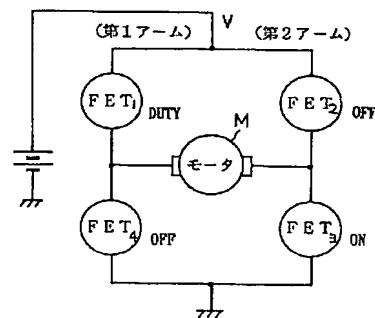
【図 3】



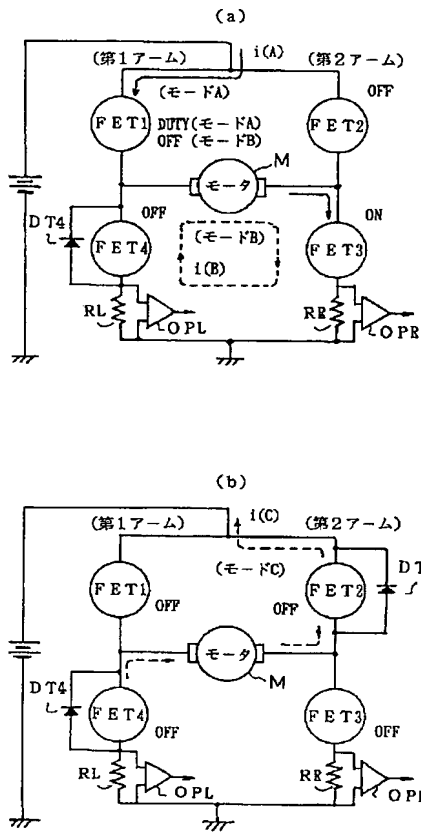
【図 4】



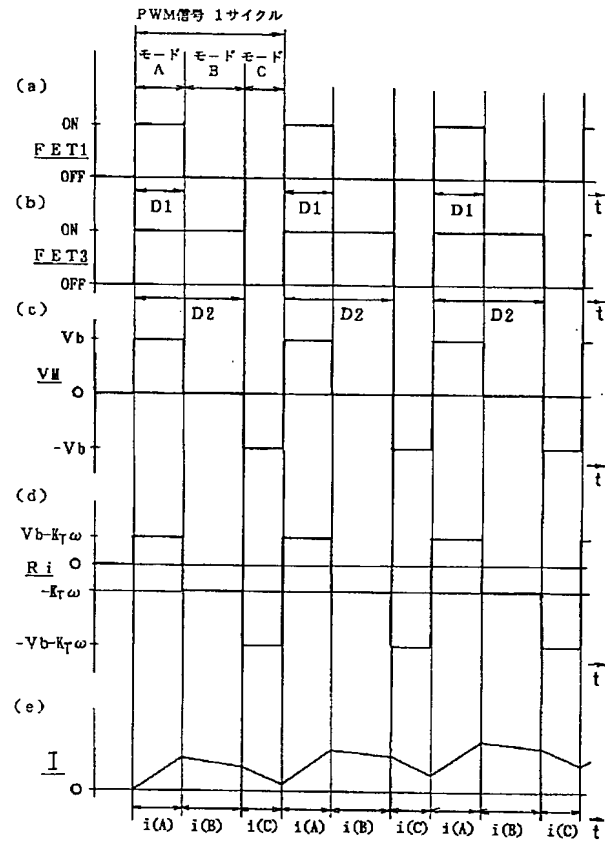
【図 7】



【図 5】



【図 6】



【図 8】

